

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-313042

(43)公開日 平成11年(1999)11月9日

(51)Int.Cl.⁸

識別記号

F I

H 0 4 J 1/00

H 0 4 J 1/00

H 0 4 B 1/04

H 0 4 B 1/04

E

H 0 4 J 13/02

H 0 4 J 13/00

R

H 0 4 L 27/22

H 0 4 L 27/22

F

Z

審査請求 未請求 請求項の数18 O L (全 15 頁)

(21)出願番号

特願平10-119562

(22)出願日

平成10年(1998)4月28日

(71)出願人

000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72)発明者

平松 勝彦

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1

号 松下通信工業株式会社内

(72)発明者

上杉 充

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1

号 松下通信工業株式会社内

(72)発明者

上 豊樹

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1

号 松下通信工業株式会社内

(74)代理人

弁理士 鷲田 公一

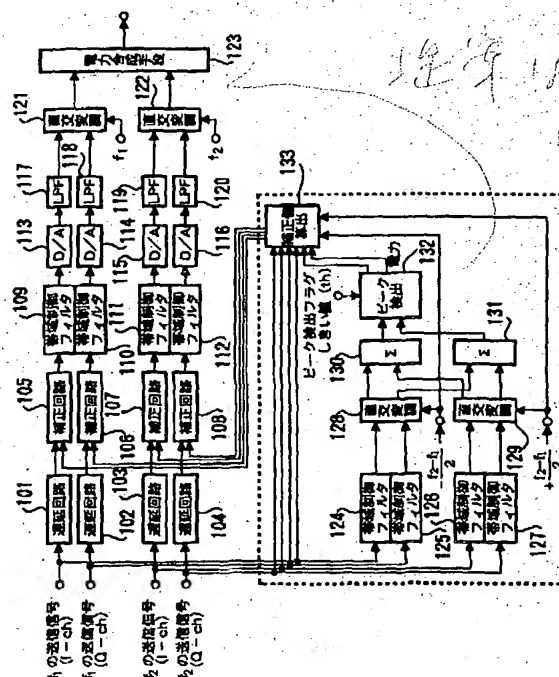
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 無線通信装置

(57)【要約】

【課題】 信号出力前にピーク電力を減衰させることができ、大きなピーク電力入力時にもひずみが発生しないような構成の増幅器を不要にすること。

【解決手段】 複数キャリア周波数で直交変調を行い、その信号を加算し、ピーク電力を検出する。そのピーク電力に基づいて、送信ベースバンド信号の振幅を抑圧するための係数を算出する。この係数を用いて、帯域制限フィルタ入力となるベースバンド信号の振幅を抑圧する。これにより、ピーク電力を確実に抑圧でき、かつ、帯域制限フィルタの効果により不要な周波数が発生しない。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数のキャリア周波数の送信信号に基づいてそれぞれのピーク電力を検出するピーク電力検出手段と、検出されたピーク電力が所定の値を超えた時にピーク電力を電力合成前に補正するピーク電力補正手段と、それぞれのキャリア周波数の送信信号を合成する合成手段と、を具備することを特徴とする無線通信装置。

【請求項2】 ピーク電力補正後の送信信号に対してフィルタリング処理を行なうフィルタを具備することを特徴とする請求項1記載の無線通信装置。

【請求項3】 ピーク電力検出手段は、キャリア周波数より低い周波数においてキャリア周波数間隔を保持して直交変調及び加算を行うことによりピーク電力を算出することを特徴とする請求項1又は請求項2記載の無線通信装置。

【請求項4】 ピーク電力検出手段は、周波数が0Hzを中心とする零IF変調を行なう直交変調手段を有することを特徴とする請求項1乃至請求項3のいずれかに記載の無線通信装置。

【請求項5】 複数のキャリア周波数の送信信号に対してそれぞれフィルタリング処理するフィルタ、フィルタリング後の送信信号を合成する合成手段、及びフィルタリング処理前にピーク電力を補正する補正手段を備えた送信系と、前記複数のキャリア周波数の送信信号に基づいてそれぞれのピーク電力を検出し、検出されたピーク電力に基づいて補正值を算出し、この補正值を前記補正手段に送るピーク電力補正值算出手段を備えたピーク電力補正系と、を具備することを特徴とする無線通信装置。

【請求項6】 送信系は、アナログの送信信号に対して直交変調を行なう直交変調手段を有することを特徴とする請求項5記載の無線通信装置。

【請求項7】 送信系は、デジタルの送信信号に対して直交変調を行なう直交変調手段を有することを特徴とする請求項5記載の無線通信装置。

【請求項8】 ピーク電力補正系は、前記フィルタよりもタップ長が短いフィルタを有することを特徴とする請求項5乃至請求項7のいずれかに記載の無線通信装置。

【請求項9】 請求項1乃至請求項8のいずれかに記載の無線通信装置を備えることを特徴とする基地局装置。

【請求項10】 請求項1乃至請求項8のいずれかに記載の無線通信装置を備えることを特徴とする移動局装置。

【請求項11】 複数のキャリア周波数の送信信号に基づいてそれぞれのピーク電力を検出する工程と、このピーク電力がしきい値を超えたときに補正值を算出する工程と、この補正值に従って送信信号の振幅を補正する工程と、補正された振幅の送信信号に対してフィルタリング処理を行なう工程と、を具備することを特徴とする送信ピーク電力削減方法。

【請求項12】 しきい値を変調方式に応じて調整することを特徴とする請求項11記載の送信ピーク電力削減方法。

【請求項13】 しきい値を帯域制限方法に応じて調整することを特徴とする請求項11記載の送信ピーク電力削減方法。

【請求項14】 通信方式がCDMAであり、しきい値をコード多重数に応じて調整することを特徴とする請求項11記載の送信ピーク電力削減方法。

【請求項15】 フィルタのタップ係数が最も大きい値となる送信信号に対して補正を行なうことを特徴とする請求項11乃至請求項14のいずれかに記載の送信ピーク電力削減方法。

【請求項16】 送信信号を直交変調した同相成分とフィルタ出力を直交変調した同相成分との間の積と、送信信号を直交変調した直交成分とフィルタ出力を直交変調した直交成分との間の積との和にフィルタのタップ係数を乗算した結果が最大となる送信信号の振幅に対して補正を行なうことを特徴とする請求項11乃至請求項14のいずれかに記載の送信ピーク電力削減方法。

【請求項17】 請求項11乃至請求項16のいずれかに記載の送信ピーク電力削減方法で送信電力のピークを削減して帯域制限信号を得る工程と、この帯域制限信号に対してそれぞれのキャリア周波数間隔で零IF信号に直交変調を行う工程と、直交変調後の送信信号の同相成分及び直交成分をそれぞれ加算してアナログ信号に変換する工程と、変換後のそれぞれのキャリア周波数の送信信号を直交変調する工程と、を具備することを特徴とする無線通信方法。

【請求項18】 請求項11乃至請求項16のいずれかに記載の送信ピーク電力削減方法で送信電力のピークを削減して帯域制限信号を得る工程と、この帯域制限信号に対してそれぞれのキャリア周波数間隔で直交変調を行う工程と、変調後の送信信号をそれぞれ加算してアナログ信号に変換する工程と、を具備することを特徴とする無線通信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、複数のキャリア周波数で送信する無線通信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 従来の通信装置、特に無線通信装置について特開平8-274734号公報を用いて説明する。

図10は、従来の無線通信装置の構成を示すブロック図である。この構成を有する無線通信装置においては、入力端子11₁～11_nから入力された入力変調信号は、周波数変換手段12₁～12_nで互いに異なる周波数帯の信号に周波数変換され、これらの変換出力は可変減衰器21₁から21_nをそれぞれ通じて電力合成手段16へ供給され、信号多重化されて出力される。その多重化出力一

部が分岐され、レベル検出手段 2 3 で包絡線電力レベルが検出される。制御手段 2 4 は、その検出レベル L_s (k は 4 ~ 5 倍程度) を超えたときに、減衰器 $2 1_1 \sim 2 1_n$ に対して、 $1 / \Delta F_0$ (秒) 程度 (F_0 は多重化信号の帯域幅周波数) の時間、変調信号電力の平均電力を k / n 倍以下に減衰するように制御する。

【0 0 0 3】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら従来の技術には以下の 2 点の課題がある。まず、従来の技術では、電力合成手段で合成された電力に基づいて減衰量を決定するために、レベル検出手段、制御手段、及び減衰手段の処理の間は電力合成手段から送信信号は出力されてしまうという課題が生ずる。このため、後段の増幅器について、大きなピーク電力入力時にもひずみが発生しないような構成にする必要がある。一般的に、このような増幅器は、大きさ、発熱量ともに大きく、かつ、高価である。

【0 0 0 4】また、従来の技術では、送信信号に FSK 信号を考えている。FSK 変調信号においては、シンボル時間は単一周波数となる。シンボル周波数は通常数 k Hz ~ 数百 k Hz である。これは、明細書中に記載している減衰させる時間 $1 / \Delta F_0$ に対して非常に長い時間である。従って、減衰のための反応速度が多少遅くても十分に機能する。

【0 0 0 5】しかしながら、PSK 変調方式や QAM 変調方式では、シンボル時間中においても振幅及び位相が変化する。この変化の速度は電力加算結果の変化の速度とほぼ同等である。従って、減衰のための反応速度が遅い場合は、ピーク電力の抑圧が間に合わず、電力加算結果が想定している大きさを超えていない時刻において減衰することになる。

【0 0 0 6】本発明はかかる点に鑑みてなされたものであり、信号出力前にピーク電力を減衰させることができ、大きなピーク電力入力時にもひずみが発生しないような構成の増幅器を不要にすることができる無線通信装置を提供することを目的とする。

【0 0 0 7】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するため、本発明は以下の手段を講じた。

【0 0 0 8】請求項 1 記載の無線通信装置に関する発明は、複数のキャリア周波数の送信信号に基づいてそれぞれのピーク電力を検出するピーク電力検出手段と、検出されたピーク電力が所定の値を超えた時にピーク電力を電力合成前に補正するピーク電力補正手段と、それぞれのキャリア周波数の送信信号を合成する合成手段と、を具備する構成を採る。

【0 0 0 9】この構成によれば、所定の値を超えた時にピーク電力を電力合成前に補正することができるので、信号出力前にピーク電力を減衰させることができ、大

きなピーク電力入力時にもひずみが発生しないような構成の増幅器を不要にすることができる。

【0 0 1 0】請求項 1 記載の無線通信装置において、請求項 2 記載の発明のように、ピーク電力補正後の送信信号に対してフィルタリング処理を行なうフィルタを具備することが好ましい。

【0 0 1 1】請求項 3 記載の発明は、請求項 1 又は請求項 2 記載の無線通信装置において、ピーク電力検出手段が、キャリア周波数より低い周波数においてキャリア周波数間隔を保持して直交変調及び加算を行うことによりピーク電力を算出する構成を採る。

【0 0 1 2】この構成によれば、数 MHz のデジタル信号の状態では直交変調して加算した信号のピーク電力を検出することができる。

【0 0 1 3】請求項 4 記載の発明は、請求項 1 乃至請求項 3 のいずれかに記載の無線通信装置において、ピーク電力検出手段が、周波数が 0 Hz を中心とする零 IF 変調を行なう直交変調手段を有する構成を採る。

【0 0 1 4】この構成によれば、デジタル回路のサンプリング周波数を最も小さくすることができる。また、IF 周波数を出力するために D/A 変換器の個数を 1 個に削減でき、かつ、アナログ直交変調回路を削減することができる。

【0 0 1 5】請求項 5 記載の無線通信装置に関する発明は、複数のキャリア周波数の送信信号に対してそれぞれフィルタリング処理するフィルタ、フィルタリング後の送信信号を合成する合成手段、及びフィルタリング処理前にピーク電力を補正する補正手段を備えた送信系と、前記複数のキャリア周波数の送信信号に基づいてそれぞれのピーク電力を検出し、検出されたピーク電力に基づいて補正値を算出し、この補正値を前記補正手段に送るピーク電力補正値算出手段を備えたピーク電力補正系と、を具備する構成を採る。

【0 0 1 6】この構成によれば、所定の値を超えた時にピーク電力を電力合成前に補正することができるので、信号出力前にピーク電力を減衰させることができ、大きなピーク電力入力時にもひずみが発生しないような構成の増幅器を不要にすることができる。

【0 0 1 7】請求項 5 記載の無線通信装置においては、請求項 6 記載の発明のように、送信系が、アナログの送信信号に対して直交変調を行なう直交変調手段を有する構成でも良く、請求項 7 記載の発明のように、送信系が、デジタルの送信信号に対して直交変調を行なう直交変調手段を有する構成でも良い。

【0 0 1 8】請求項 8 記載の発明は、請求項 5 乃至請求項 7 のいずれかに記載の無線通信装置において、ピーク電力補正系が、前記フィルタよりもタップ長が短いフィルタを有する構成を採る。

【0 0 1 9】この構成によれば、ピーク電力算出回路の演算規模又は回路規模を削減することができる。

【0020】請求項1記載の送信ピーク電力削減方法に関する発明は、複数のキャリア周波数の送信信号に基づいてそれぞれのピーク電力を検出する工程と、このピーク電力がしきい値を超えたときに補正値を算出する工程と、この補正値に従って送信信号の振幅を補正する工程と、補正された振幅の送信信号に対してフィルタリング処理を行なう工程と、を具備する構成を採る。

【0021】この構成によれば、帯域外に不要な周波数を発生させることなくピーク電力を低減することができる。ピーク電力を低減することにより、増幅器のバックオフを低減できる。従って、増幅器を小さくすることができる。

【0022】請求項1記載の送信ピーク電力削減方法においては、請求項1記載の発明のように、しきい値を変調方式に応じて調整しても良く、しきい値を帯域制限方法に応じて調整しても良い。また、通信方式がCDMAである場合には、請求項14記載の発明のように、しきい値をコード多重数に応じて調整しても良い。

【0023】これらの構成により、ピーク電力検出方法において帯域制限フィルタを用いない場合においても、シンボル点間に発生するピーク電力を正しく推定することができる。

【0024】請求項12記載の構成により、帯域外に不要な周波数を発生させることなくピーク電力を低減することができる。また、ピーク電力を低減することにより、増幅器のバックオフを低減できる。従って、増幅器を小さくすることができる。

【0025】また、請求項14記載の構成により、直交変調器の帯域を1キャリア周波数分のもので構成できるために、直交変調器を安価に構成できる。

【0026】請求項15記載の発明は、請求項1乃至請求項14のいずれかに記載の送信ピーク電力削減方法において、フィルタのタップ係数が最も大きい値となる送信信号に対して補正を行なう構成を採る。

【0027】この構成によれば、帯域制限フィルタに入力する前の信号の振幅を補正するため、振幅補正によって不要な周波数成分が発生することがなくなる。また、送信のための直交変調及び電力加算と、電力算出のための直交変調及び電力加算の関係をアナログ回路による劣化要因なしで構成できる。しかも、サンプリング周波数をもっとも小さくすることができる。

【0028】請求項16記載の発明は、請求項1乃至請求項14のいずれかに記載の送信ピーク電力削減方法において、送信信号を直交変調した同相成分とフィルタ出力を直交変調した同相成分との間の積と、送信信号を直交変調した直交成分とフィルタ出力を直交変調した直交成分との間の積との和にフィルタのタップ係数を乗算した結果が最大となる送信信号の振幅に対して補正を行なう構成を採る。

【0029】この構成により、ピーク電力に大きく寄与

する信号に対して補正を行なうので、補正量を小さくすることができ、送信信号のひずみ量を小さくすることができる。また、送信のための直交変調および電力加算と、電力算出のための直交変調および電力加算の関係をアナログ回路による劣化要因なしで構成できる。しかも、D/A変換器を1個に削減でき、アナログ直交変調回路を削減することができる。

【0030】請求項17記載の無線通信方法に関する発明は、請求項1乃至請求項16のいずれかに記載の送信ピーク電力削減方法で送信電力のピークを削減して帯域制限信号を得る工程と、この帯域制限信号に対してそれぞれのキャリア周波数間隔で零IF信号に直交変調を行う工程と、直交変調後の送信信号の同相成分及び直交成分をそれぞれ加算してアナログ信号に変換する工程と、変換後のそれぞれのキャリア周波数の送信信号を直交変調する工程と、を具備する構成を採る。

【0031】この構成によれば、送信のための直交変調及び電力加算と、電力算出のための直交変調及び電力加算の関係をアナログ回路による劣化要因なしで構成できる。また、サンプリング周波数をもっとも小さくすることができる。

【0032】請求項18記載の無線通信方法に関する発明は、請求項1乃至請求項16のいずれかに記載の送信ピーク電力削減方法で送信電力のピークを削減して帯域制限信号を得る工程と、この帯域制限信号に対してそれぞれのキャリア周波数間隔で直交変調を行う工程と、変調後の送信信号をそれぞれ加算してアナログ信号に変換する工程と、を具備する構成を採る。

【0033】この構成によれば、送信のための直交変調及び電力加算と、電力算出のための直交変調及び電力加算の関係をアナログ回路による劣化要因なしで構成できる。また、D/A変換器を1個に削減でき、アナログ直交変調回路を削減することができる。

【0034】本発明は、請求項9記載の発明のように、請求項1乃至請求項8のいずれかに記載の無線通信装置を備える基地局装置を提供し、請求項10記載の発明のように、請求項1乃至請求項8のいずれかに記載の無線通信装置を備える移動局装置を提供する。

【0035】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態について、添付図面を参照して詳細に説明する。

【0036】（実施の形態1）図1は、本発明の実施の形態1に係る無線通信装置の構成を示すブロック図である。この無線通信装置は、マルチキャリア周波数増幅方式におけるピーク電力削減方法を採用したものである。

【0037】遅延回路101及び102においてキャリア周波数 f_1 で送信するベースバンド変調信号を遅延させる。同様に、遅延回路103及び104においてキャリア周波数 f_2 で送信するベースバンド変調信号を遅延させる。この遅延時間は、合成した電力のピーク電力を

抑圧するための補正係数を算出する処理に必要な時間分に相当するように設定する。なお、補正係数の算出時間が十分に速い場合は遅延回路による時間の調整は不要となる。

【0038】遅延させた各信号を補正回路105～108で振幅の補正を行う。この補正処理に関しては後で説明する。振幅を補正した信号を帯域制限フィルタ109～112で帯域制限処理を行う。帯域制限フィルタ109～112で帯域制限した信号をD/A変換器113～116でアナログ信号に変換する。次いで、アナログ信号に変換した信号の折り返し周波数成分をLPF117～120で除去する。

【0039】キャリア周波数 f_1 で送信するベースバンド信号を直交変調器121でキャリア周波数 f_1 に周波数変換する。同様に、キャリア周波数 f_2 で送信するベースバンド信号を直交変調器122でキャリア周波数 f_2 に周波数変換する。その後、電力合成手段123でキャリア周波数 f_1 の信号とキャリア周波数 f_2 の信号を合成する。例えば、合成した結果を無線通信装置に用いる場合には、増幅器で増幅し、アンテナから送信する。合成した結果を有線通信装置に用いる場合には、増幅器で増幅し、ケーブルを通じて送信する。合成した結果を更に高いキャリア周波数に周波数変換する場合もある。

【0040】電力合成した結果における電力の平均電力とピーク電力との差が大きい場合は、平均電力に対してダイナミックレンジの広い増幅器が必要となる。従って、ピーク電力を抑圧する必要がある。

【0041】以下、ピーク電力の抑制について説明する。第1に、ピーク電力の検出方法を説明する。帯域制限フィルタ124～127で送信ベースバンド信号を帯域制限する。このフィルタは、ピークレベル検出を厳密に行う場合は、帯域制限フィルタ109～112と同じものを用いる。しかしながら、帯域制限フィルタをソフトウェア処理で行う場合の演算量を削減する目的又はハードウェア処理で行う場合の回路規模を削減する目的では、周波数特性がほぼ同等であって、タップ長を短くしたフィルタに置き換えても良い。

【0042】帯域制限フィルタ処理出力を直交変調器128及び129で直交変調する。この直交変調器は、アナログ回路とデジタル回路のどちらでも実現できるが、補正係数検出処理をデジタル処理で行う方がよいのでデジタル回路で実現する。図1ではデジタル回路で実現する場合を示している。アナログ回路で実現する場合はD/A変換器及びLPFが必要になる。

【0043】直交変調をデジタル信号処理で行う場合は、ベースバンド変調信号について中心周波数を0Hzとした直交変調を行う。例えば、キャリア周波数 f_1 とキャリア周波数 f_2 で送信を行う場合は、キャリア周波数 f_1 で送信する信号を $-(f_2 - f_1)/2$ で直交変調し、キャリア周波数 f_2 で送信する信号を $+(f_2 -$

$f_1)/2$ で直交変調する。

【0044】そして、キャリア周波数 f_1 のベースバンド変調信号を直交変調した信号のI-c hとキャリア周波数 f_2 のベースバンド変調信号を直交変調した信号のI-c hとを加算器130で加算し、キャリア周波数 f_1 のベースバンド変調信号を直交変調した信号のQ-c hとキャリア周波数 f_2 のベースバンド変調信号を直交変調した信号のQ-c hとを加算器131で加算する。この直交変調処理の周波数軸上での動作を図2に示す。

【0045】なお、本実施の形態においては、直交変調をデジタル信号処理で行なうことができるので、低いキャリア周波数で行うことができる。ピーク電力検出においては、零IFの信号と低いキャリア周波数での信号との間の差はないので、零IFで処理する方が良い。

【0046】次いで、直交変調を行った結果に対してピーク電力検出回路132でしきい値を超えるようなピーク電力を検出する。ピーク電力検出回路の一例を図3に示す。2乗回路301でI-c hの2乗を算出し、2乗回路302でQ-c hの2乗を算出する。そして、それぞれの結果を加算回路303で加算する。これが、直交変調した信号を加算した結果の電力である。さらに、比較回路304において加算した電力としきい値とを比較し、加算した電力がしきい値より大きい場合はピーク電力検出フラグによって補正係数算出回路133にその状態を伝える。同時に、補正を行うべき目標値 δ を算出し、補正係数算出回路133に伝える。これは、下記式1のように、しきい値から検出した電力を引くことによって算出できる。ただし、 $z^2(t)$ はマルチキャリア周波数の信号を直交変調した結果の電力である。

【0047】

【数1】

$$\delta = z^2(t) - th \quad \text{式1}$$

第2に、補正係数算出方法を説明する。ピーク電力の補正は、帯域制限フィルタ入力に対して α 倍に振幅をすることによって行う。ここでは、帯域制限フィルタをFIRフィルタで実現する場合を考える。タップ番号 n の入力信号が α 倍されると、それぞれの信号は、 $\alpha x_{11}(t)$ 、 $\alpha x_{10}(t)$ 、 $\alpha x_{21}(t)$ 、 $\alpha x_{20}(t)$ となる。ただし、 $x(t)$ はベースバンド変調信号で、添え字の前の番号はキャリア周波数番号を示し、添え字の後の記号はI-c h又はQ-c hを表す。

【0048】 n 番目のタップの信号を α 倍にした時のFIRフィルタ出力は下記式2ようになる。ただし、この数式には添え字番号は除いて表記した。 $h(\quad)$ はタップ係数であり、 T_s はサンプリングレートであり、 $y(\quad)$ はフィルタ出力である。 $\alpha = 1$ の時は、当然フィルタ出力は補正を行わない結果と同一である。

【0049】

【数2】

$$\begin{aligned}
 y'(t) &= \sum_{i=0}^{N-1} [h(i)x(t-iT_s) + (\alpha-1)h(n)x(t-nT_s)] \\
 &= y(t) + (\alpha-1)h(n)x(t-nT_s)
 \end{aligned}
 \quad \text{式2}$$

この信号を直交変調して加算すると、下記式3～式5のようになる。

$$z'^2(t) = z_I'^2(t) + z_Q'^2(t) \quad \text{式3}$$

【数3】

【数4】

$$\begin{aligned}
 z_I'(t) &= \sum_{k=0}^{K-1} [y_{kI}(t) \cos \omega_k t - y_{kQ}(t) \sin \omega_k t] \\
 &= z_I(t) + (\alpha-1)h(n) \sum_{k=0}^{K-1} [x_{kI}(t-nT_s) \cos \omega_k t - x_{kQ}(t-nT_s) \sin \omega_k t] \\
 &= z_I(t) + (\alpha-1)h(n)X_I(n, t)
 \end{aligned}
 \quad \text{式4}$$

【数5】

$$\begin{aligned}
 z_Q'(t) &= \sum_{k=0}^{K-1} [y_{kI}(t) \sin \omega_k t + y_{kQ}(t) \cos \omega_k t] \\
 &= z_Q(t) + (\alpha-1)h(n) \sum_{k=0}^{K-1} [x_{kI}(t-nT_s) \sin \omega_k t + x_{kQ}(t-nT_s) \cos \omega_k t] \\
 &= z_Q(t) + (\alpha-1)h(n)X_Q(n, t)
 \end{aligned}
 \quad \text{式5}$$

ただし、Kはキャリア周波数の数であり、 ω_k はキャリア周波数番号kの角速度である。式3は、補正前の電力 $z^2(t)$ から補正目標値 δ を引いた値になる。これは、下

記式6に示すようになる。

【0050】

【数6】

$$\begin{aligned}
 z'^2(t) &= z^2(t) + h^2(n)(\alpha-1)^2 \{X_I^2(n, t) + X_Q^2(n, t)\} \\
 &\quad + 2h(n)(\alpha-1) \{z_I(t)X_I(n, t) + z_Q(t)X_Q(n, t)\} \\
 &= \delta
 \end{aligned}
 \quad \text{式6}$$

上式6より、補正係数 α を算出するための式を導出することができる。算出した結果を下記式7に示す。

【数7】

$$\alpha = 1 + \frac{\beta(n, t) \left(-1 \pm \sqrt{1 - X^2(n, t) \{z^2(t) - \delta\} / \beta^2(n, t)} \right)}{h(n)X^2(n, t)} \quad \text{式7}$$

ただし、 $\beta(n, t)$ は下記式8のようになる。

【数8】

$$\beta(n, t) = z_I(t)X_I(n, t) + z_Q(t)X_Q(n, t) \quad \text{式8}$$

式7の平方根の中身を級数展開により近似し、これに式8を代入すると、下記式9のようになる。

【数9】

$$\alpha \approx 1 - \frac{z^2(t) - \delta}{2h(n) \{z_I(t)X_I(n, t) + z_Q(t)X_Q(n, t)\}} \quad \text{式9}$$

この近似は、図4に示すように、下記式10の範囲において有効である。

【数10】

$$-0.5 < -X^2(n, t) \{z^2(t) - \delta\} / \beta^2(n, t) \quad \text{式10}$$

【0051】このように、補正係数 α は、タップ番号nのタップ係数 $h(n)$ とマルチキャリア周波数信号を合成した結果のI-c h及びQ-c h（式中の $z_I(n, t)$ と $z_Q(n, t)$ ）、並びにタップ番号nのベースバンド変調信号を直交変調して加算した信号のI-c hとQ-c h（式中の $X_I(n, t)$ と $X_Q(n, t)$ ）から算出できることが明

らかになった。式7又は式9で算出した補正係数 α を用いて、タップ番号nの信号を α 倍に補正する。

【0052】上記タップ番号の選択方法は、以下のようものが考えられる。補正係数が零に近い値の場合は、その時刻の送信信号をほぼ零にすることになるので、できるだけ係数が1に近い方がよい。式9を考えると分母

にあるタップ係数 $h(n)$ の値が大きい方がより補正係数は1に近づく。従って、第1のタップ番号選択方法は、タップ係数が最も大きい値となる中央タップにする方法である。また、式9を考えると分母が最も大きい場合が補正係数は1に近づく。従って、第2のタップ番号選択方法は、分母を計算し、その値が最も大きくなるタップ係数を選択する方法である。

【0053】第3に、補正について説明する。補正は、補正係数算出回路133で算出した補正係数 α を用いて、時刻 t の入力信号を α 倍する。

【0054】上記の処理により、マルチキャリア合成した電力をしきい値よりも小さい値にすることができる。これにより、信号出力前にピーク電力を減衰させることができ、大きなピーク電力入力時にもひずみが発生しないような構成の増幅器を不要にすることができる。

【0055】なお、本実施の形態の無線通信装置では、帯域制限フィルタの入力に対して振幅の補正を行うことにより、振幅の補正が周波数上に悪影響を与えないことが保証される。例えば、無線機の性能として必須である隣接チャネル漏洩電力やスプリアス電力放射について悪影響を与えない。

【0056】（実施の形態2）図5は、本発明の実施の形態2に係る無線通信装置の構成を示すブロック図である。図5に示す無線通信装置においては、図1に示す無線通信装置におけるピーク値補正部分の帯域制限フィルタを省略している。帯域制限フィルタを用いると一般的に乗算器が必要となり回路規模が大きくなるので、実施の形態2では、帯域制限を行わない状態でピーク電力を算出する。なお、図5において、図1と同じ部分については同じ符号を付してその説明を省略する。

【0057】帯域制限を行わない状態でのピーク電力を検出する場合、次のような問題が考えられる。PSKやQAM変調方式においては、ピーク電力はシンボル点とシンボル点の間で発生する。このため、一般的にシンボル点で算出したピーク電力よりも実際のピーク電力は大きくなる。従って、シンボル点間で発生するピーク電力にも対応できるように、実施の形態1で説明したしきい値 δ にマージンを持たせる必要がある。このマージンは、FSKなどの定包絡線変調方式と、PSKやQAMなどの非定包絡線変調方式では変える必要がある。

【0058】図5を用いて上記構成の無線通信装置の動作について説明する。キャリア周波数 f_1 の信号とキャリア周波数 f_2 の信号を合成する動作までは、実施の形態1と同様であるので、説明は省略する。

【0059】第1に、ピーク電力の検出方法を説明する。ベースバンド変調信号を直交変調器128及び129で直交変調する。この直交変調器はアナログ回路とデ

ィジタル回路のどちらでも実現できるが、補正係数検出処理をディジタル処理で行う方がよいのでディジタル回路で実現する。図5ではディジタル回路で実現する場合を示している。アナログ回路で実現する場合はD/A変換器とLPFが必要になる。

【0060】直交変調をディジタル信号処理で行う場合は、ベースバンド変調信号について中心周波数を0Hzとした直交変調を行う。キャリア周波数 f_1 とキャリア周波数 f_2 で送信を行う場合は、キャリア周波数 f_1 で送信する信号を $-(f_2 - f_1)/2$ で直交変調し、キャリア周波数 f_2 で送信する信号を $+(f_2 - f_1)/2$ で直交変調する。そして、キャリア周波数 f_1 のベースバンド変調信号を直交変調した信号の $I-ch$ とキャリア周波数 f_2 のベースバンド変調信号を直交変調した信号の $I-ch$ とを加算器130で加算し、キャリア周波数 f_1 のベースバンド変調信号を直交変調した信号の $Q-ch$ とキャリア周波数 f_2 のベースバンド変調信号を直交変調した信号の $Q-ch$ とを加算器131で加算する。この直交変調処理の周波数軸上は図2に示す通りである。

【0061】なお、直交変調を低いキャリア周波数で行うことができるが、ピーク電力検出においては零IFの信号と低いキャリア周波数での信号との間の差はないので、零IFで処理する方が良い。

【0062】次に、直交変調を行った結果に対してピーク電力検出回路132でしきい値を超えるようなピーク電力を検出する。ピーク電力検出回路は、実施の形態1において使用するものと同様である。

【0063】さらに、比較回路304において加算した電力としきい値とを比較し、加算した電力がしきい値より大きい場合はピーク電力検出フラグによって補正係数算出回路133にその状態を伝える。同時に、補正を行うべき目標値 δ を算出し、補正係数算出回路133に伝える。これは、しきい値から検出した電力を引くことによって算出できる。ただし、 $\hat{z}^2(t)$ はマルチキャリア周波数の信号を直交変調した結果の電力である。なお、実際に送信する帯域制限フィルタを用いた出力に対してピーク電力を測定しているのではないために、ハットを付けて推定値であることを明示する。

【0064】

【数11】

$$\delta = \hat{z}^2(t) - \delta_0 \quad \text{式11}$$

【数12】

$$\hat{z}^2(t) = \hat{z}_I^2(t) + \hat{z}_Q^2(t) \quad \text{式12}$$

【数13】

$$\begin{aligned}\hat{z}_I(t) &= \sum_{k=0}^{K-1} [x_{kI}(t-nT_s) \cos \omega_k t - x_{kQ}(t-nT_s) \sin \omega_k t] \\ &= X_I(n, t)\end{aligned}$$

式 13

【数 14】

$$\begin{aligned}\hat{z}_Q(t) &= \sum_{k=0}^{K-1} [x_{kI}(t-nT_s) \sin \omega_k t + x_{kQ}(t-nT_s) \cos \omega_k t] \\ &= X_Q(n, t)\end{aligned}$$

式 14

【0065】 上述した通り、補間処理と帯域制限フィルタ処理を省いたピーク電力測定方法の場合は、図6に示すように、シンボル点とシンボル点の状態遷移によって起こる電力Aを測定することができず、シンボル点における電力Bのみが測定できる。この電力A (P_A)と電力B (P_B)の比は、変調方式や帯域制限フィルタの特性によって変化する。また、CDMA通信方式のように拡散符号を多重して送信する場合でも電力Aと電力Bの比が異なる。従って、この電力Aと電力Bの比をシミュレーション等によりあらかじめ測定しておき、しきい値(th)を補正する。補正方法は下記式15のようになる。

【0066】

【数 15】

$$th' = \frac{P_A}{P_B} th$$

式 15

第2に、補正係数算出方法を説明する。補正方法は、実施の形態1と同様に算出することができる。式6の $z_I(t)$ 及び $z_Q(t)$ に対して、式13及び式14を代入すると下記式16のようになる。

【0067】

【数 16】

$$\begin{aligned}z^2(t) &= \hat{z}^2(t) + h^2(n)(\alpha-1)^2 \{X_I^2(n, t) + X_Q^2(n, t)\} \\ &\quad + 2h(n)(\alpha-1) \{\hat{z}_I(t)X_I(n, t) + \hat{z}_Q(t)X_Q(n, t)\} \\ &= X^2(t) + h^2(n)(\alpha-1)^2 X^2(n, t) + 2h(n)(\alpha-1)X(n, t) \\ &= th\end{aligned}$$

式 16

また、補正係数 α を算出すると下記式17のようになる。

【数 17】

$$\alpha = 1 - \frac{1 \pm \sqrt{th/X^2(n, t)}}{h(n)}$$

式 17

【0068】 このように、補正係数 α は、タップ番号nのタップ係数 $h(n)$ と、タップ番号nのベースバンド変調信号を直交変調して加算した信号の電力(数式中の $X^2(n, t)$)から算出できることが明らかになった。式17で算出した補正係数 α を用いて、タップ番号nの信号を α 倍に補正する。なお、上記タップ番号の選択方法は、実施の形態1と同様である。

【0069】 上記の処理により、マルチキャリア合成した電力をしきい値よりも小さい値にすることができる。これにより、信号出力前にピーク電力を減衰させることができ、大きなピーク電力入力時にもひずみが発生しないような構成の増幅器を不要にすることができる。さらに、実施の形態1の効果に加えて、補正值算出側で帯域制限フィルタを使用しないので、回路規模を小さくすることが可能である。

【0070】 なお、本実施の形態の無線通信装置では、帯域制限フィルタの入力に対して振幅の補正を行うことにより、振幅の補正が周波数上に悪影響を与えないこと

が保証される。例えば、無線機の性能として必須である隣接チャネル漏洩電力やスプリアス電力放射について悪影響を与えない。

【0071】 (実施の形態3) 図7は、本発明の実施の形態3に係る無線通信装置の構成を示すブロック図である。図7に示す無線通信装置においては、デジタルの状態で直交変調する構成になっている。なお、図7において、図1と同じ部分については同じ符号を付してその説明を省略する。

【0072】 遅延回路101及び102においてキャリア周波数 f_1 で送信するベースバンド変調信号を遅延させる。同様に、遅延回路103及び104においてキャリア周波数 f_2 で送信するベースバンド変調信号を遅延させる。この遅延時間は、合成した電力のピーク電力を抑圧するための補正係数を算出する処理に必要な時間分に相当するように設定する。なお、補正係数の算出時間が十分に速い場合は遅延回路による時間の調整は不要となる。

【0073】 遅延させた各信号を補正回路105~108で振幅の補正を行う。この補正処理に関しては後で説明する。振幅を補正した信号を帯域制限フィルタ109~112で帯域制限処理を行う。帯域制限フィルタ109及び110で帯域制限した信号を、直交変調回路701においてキャリア周波数 $-(f_2 - f_1)/2$ で直交

変調する。また、帯域制限フィルタ111及び112で帯域制限した信号を、直交変調回路702においてキャリア周波数 $(f_2 - f_1)/2$ で直交変調する。ただし、 $f_2 > f_1$ としている。

【0074】そして、それぞれの直交変調結果のI-c hを加算器703で加算し、それぞれの直交変調結果のQ-c hを加算器704で加算する。これは、一般的に零IF信号を作成する処理である。この零IFで実現する場合は、デジタル信号として表現する周波数帯域が最も小さくなるので、サンプリング周波数を最も小さくすることができる。周波数軸上の表現は図2に示す通りである。

【0075】次いで、D/A変換器705及び706でデジタル信号をアナログ信号に変換する。アナログ信号に変換した信号の折り返し周波数成分をLPF707及び708で除去する。

【0076】さらに、これらの信号をアナログ直交変調回路709で直交変調し、直交変調された信号からBPF710で不要な周波数成分を除去し、ミキサ711でキャリア周波数にアップコンバートし、BPF712で不要周波数成分を除去する。

【0077】無線通信装置に用いる場合は、キャリア周波数に変換した結果を増幅器で増幅した後にアンテナから送信する。また、有線通信装置に用いる場合は、キャリア周波数に変換した結果を増幅器で増幅し、ケーブルを通じて送信する。

【0078】なお、ピーク電力の検出方法は実施の形態1及び実施の形態2と同様である。実施の形態2のピーク電力の検出方法においては、帯域制限フィルタ124～127が不要になる。また、補正係数 α の算出方法や補正方法も実施の形態1及び実施の形態2と同様である。

【0079】上記の処理により、マルチキャリア合成した電力をしきい値よりも小さい値にすることができる。これにより、信号出力前にピーク電力を減衰させることができ、大きなピーク電力入力時にもひずみが発生しないような構成の増幅器を不要にすることができる。また、送信のための直交変調を用いた電力合成方法と、ピーク電力を検出するための直交変調を用いた電力合成方法と、を同一としている、すなわちデジタル状態で行なうので、正しくピーク電力を検出することができ、それに基づいてピーク電力を抑圧することができる。

【0080】なお、本実施の形態の無線通信装置では、帯域制限フィルタの入力に対して振幅の補正を行うことにより、振幅の補正が周波数上に悪影響を与えないことが保証される。例えば、無線機の性能として必須である隣接チャネル漏洩電力やスプリアス電力放射について悪影響を与えない。

【0081】（実施の形態4）図8は、本発明の実施の形態4に係る無線通信装置の構成を示すブロック図であ

る。図8に示す無線通信装置においては、零IF処理を行わない構成になっている。なお、図8において、図7と同じ部分については同じ符号を付してその説明を省略する。

【0082】遅延回路101及び102においてキャリア周波数 f_1 で送信するベースバンド変調信号を遅延させる。同様に、遅延回路103及び104においてキャリア周波数 f_2 で送信するベースバンド変調信号を遅延させる。この遅延時間は、包絡線電力のピーク抑圧のための補正係数を算出処理に必要な時間分に相当するように設定する。なお、補正係数の算出時間が十分に速い場合は遅延回路による時間の調整は不要となる。

【0083】遅延させた各信号を補正回路105～108で振幅の補正を行う。この補正処理に関しては後で説明する。補正した信号を帯域制限フィルタ109～112で帯域制限処理を行う。帯域制限フィルタ109及び110で帯域制限した信号を、直交変調回路701においてキャリア周波数 f_1 で直交変調する。帯域制限フィルタ111及び112で帯域制限した信号を、直交変調回路702においてキャリア周波数 f_2 で直交変調する。さらに、これらの信号を加算器801で加算する。周波数軸上の表現は図9に示す通りである。

【0084】次に、加算結果をD/A変換器802でデジタル信号をアナログ信号に変換し、BPF710で不要な周波数成分を除去し、ミキサ711でキャリア周波数にアップコンバートし、BPF712で不要周波数成分を除去する。

【0085】無線通信装置に用いる場合は、キャリア周波数に変換した結果を増幅器で増幅した後にアンテナから送信する。また、有線通信装置に用いる場合は、キャリア周波数に変換した結果を増幅器で増幅し、ケーブルを通じて送信する。

【0086】なお、ピーク電力の検出方法は実施の形態1及び実施の形態2と同様である。実施の形態2の方法でピーク電力を算出する場合は、帯域制限フィルタ124～127は不要となる。また、補正係数 α の算出方法及び補正方法は実施の形態1及び実施の形態2と同様である。

【0087】上記の処理により、送信のための直交変調を用いた電力合成方法と、ピーク電力を検出するための直交変調を用いた電力合成方法と、を同一としている、すなわちデジタル状態で行なうので、正しくピーク電力を検出することができ、それに基づいてピーク電力を抑圧することができる。また、直交変調器の帯域を1キャリア周波数分のもので構成できるために、直交変調器を安価に構成できる。

【0088】なお、上記実施の形態1～4においては、説明を簡単にするためにキャリア周波数が2つの場合について説明しているが、本発明においては、キャリア周波数の数は任意の数で良い。

【0089】また、上記実施の形態1～4において、しきい値は、変調方式や、帯域制限方法に応じて調整することができる。また、通信方式がCDMAである場合には、しきい値は、コード多重数に応じて調整することができる。

【0090】本発明の無線通信装置は、基地局装置や移動局装置に搭載することができ、基地局装置と移動局装置との間で無線通信を行なう無線通信システムに使用することができる。

【0091】

【発明の効果】以上説明したように本発明に係る複数キャリア周波数通信方式下でのピーク電力削減方法を採用する無線通信装置は、信号出力前にピーク電力を減衰させることができ、大きなピーク電力入力時にもひずみが発生しないような構成の増幅器を不要にすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態1に係る無線通信装置の構成を示すブロック図

【図2】上記実施の形態に係る無線通信装置における周波数軸上の直交変調信号を示す図

【図3】上記実施の形態に係る無線通信装置におけるピーク電力検出回路のブロック図

【図4】上記実施の形態に係る無線通信装置における近似式の説明図

【図5】本発明の実施の形態2に係る無線通信装置の構成を示すブロック図

【図6】上記実施の形態に係る無線通信装置における変調信号の電力の説明図

【図7】本発明の実施の形態3に係る無線通信装置の構成を示すブロック図

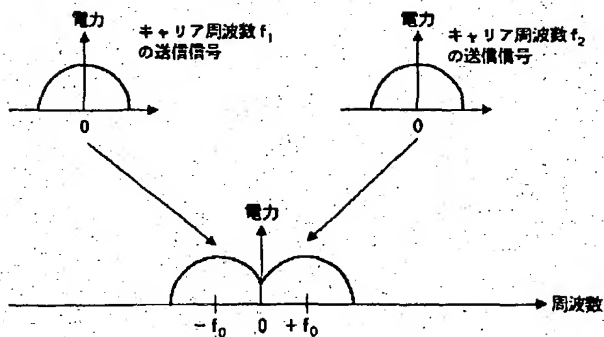
【図8】本発明の実施の形態4に係る無線通信装置の構成を示すブロック図

【図9】上記実施の形態に係る無線通信装置における周波数軸上の直交変調信号を示す図

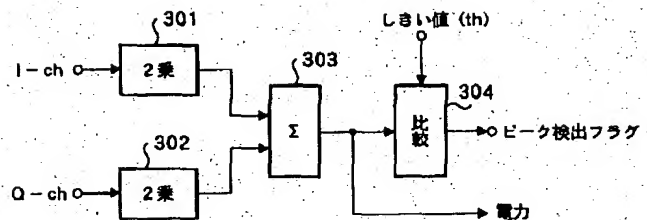
【図10】従来の無線通信装置の構成を示すブロック図

- 【符号の説明】
- 101～104 遅延回路
 - 105～108 補正回路
 - 109～112, 124～127 帯域制限フィルタ
 - 113～116, 705, 706 D/A変換器
 - 117～120, 707, 708 LPF
 - 121, 122, 128, 129, 701, 702 直交変調器
 - 123 電力合成手段
 - 130, 131, 703, 704 加算器
 - 132 ピーク電力検出回路
 - 133 補正係数算出回路
 - 301, 302 2乗回路
 - 303 加算回路
 - 304 比較回路
 - 710, 712 BPF
 - 711 ミキサ

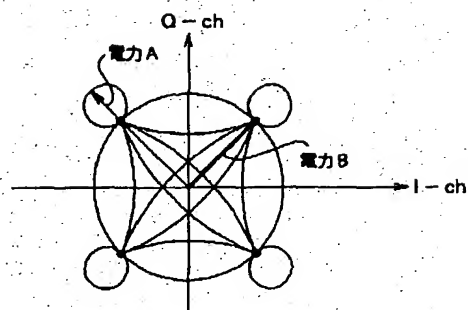
【図2】



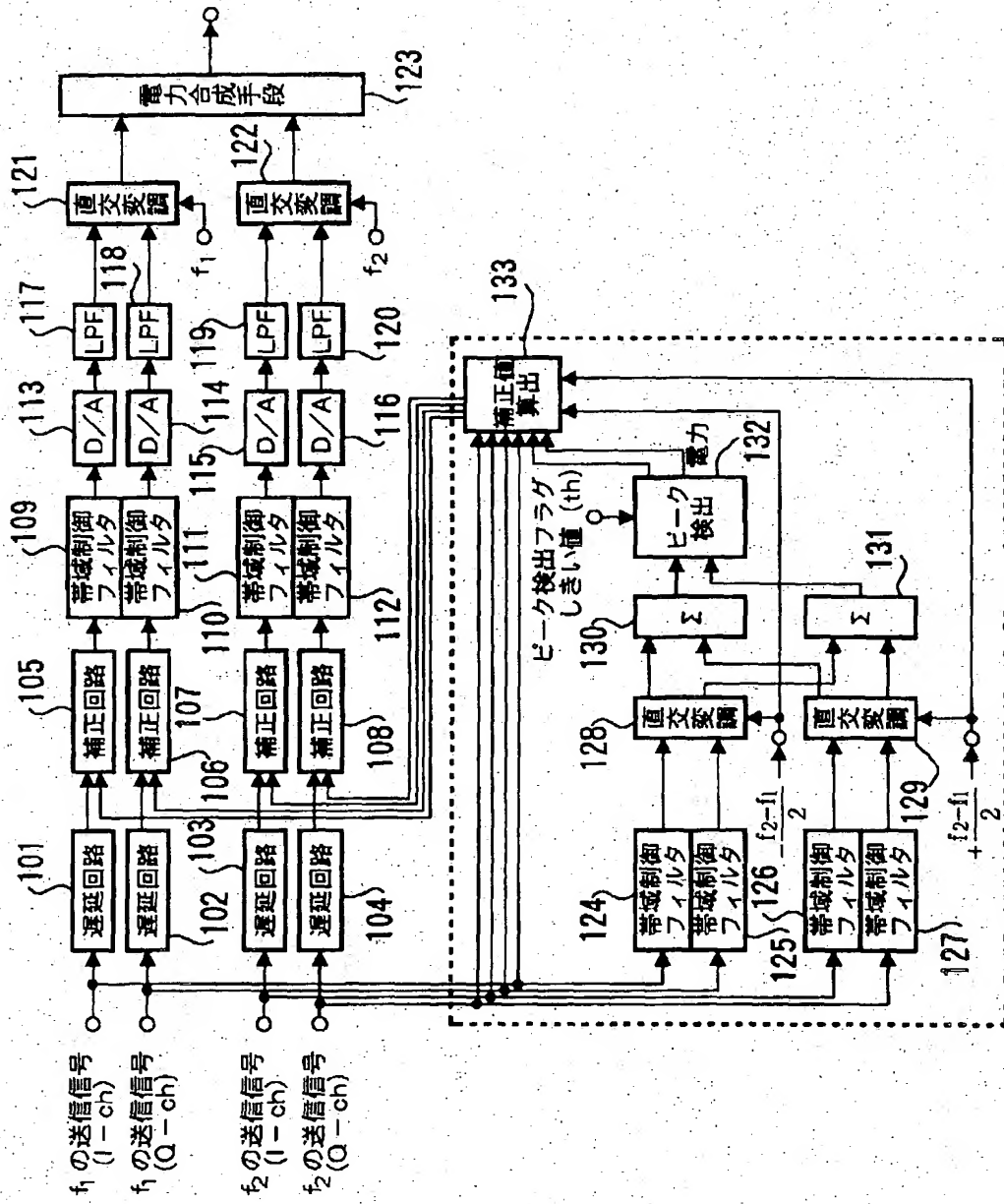
【図3】



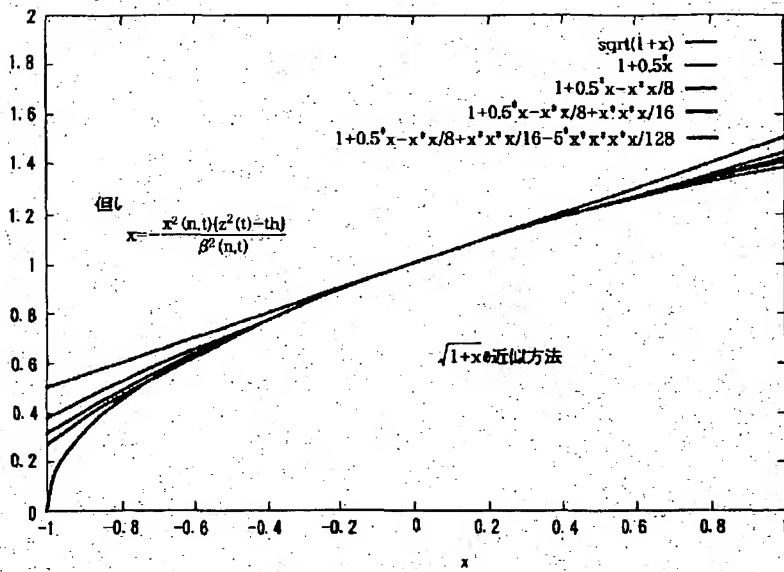
【図6】



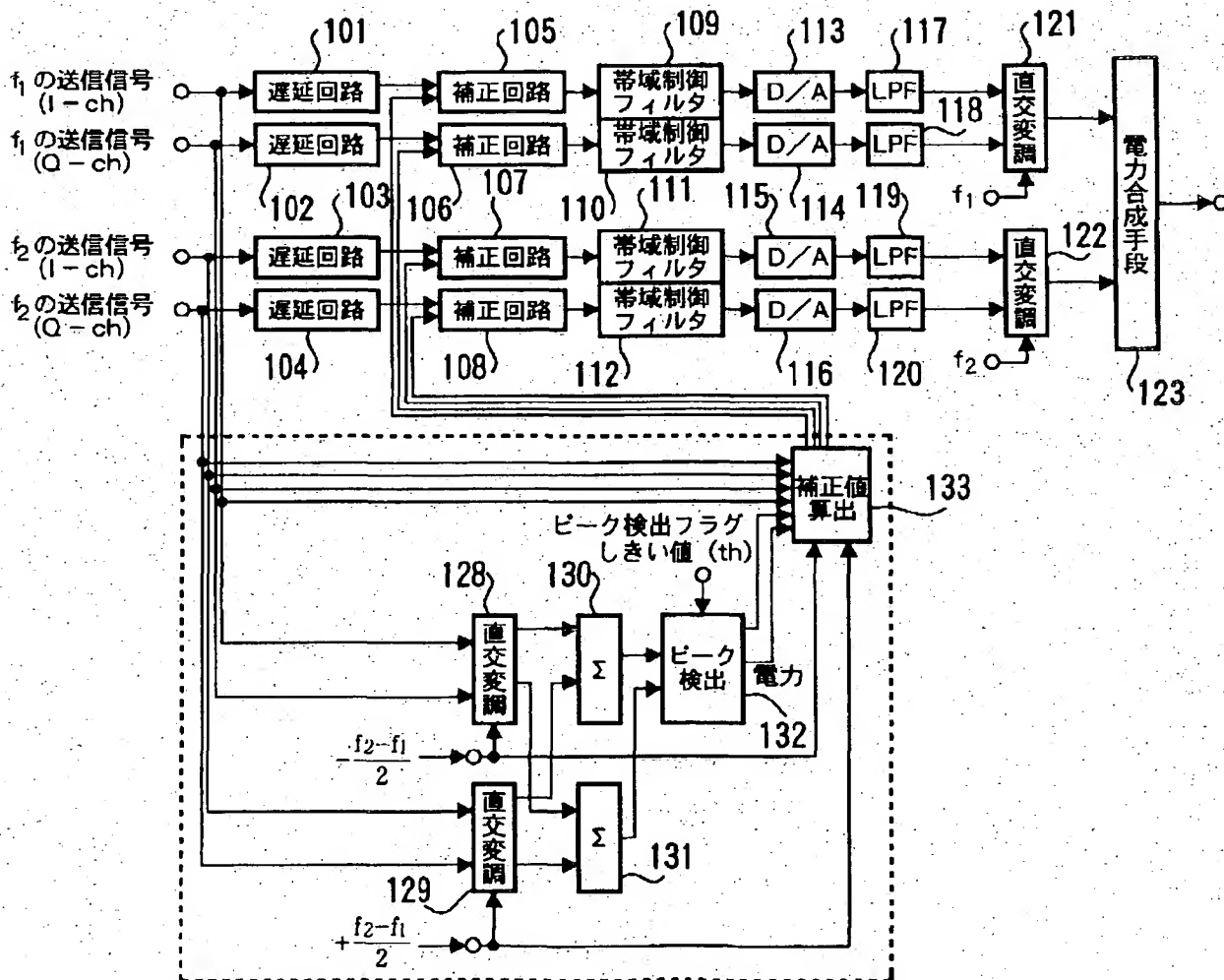
【図1】



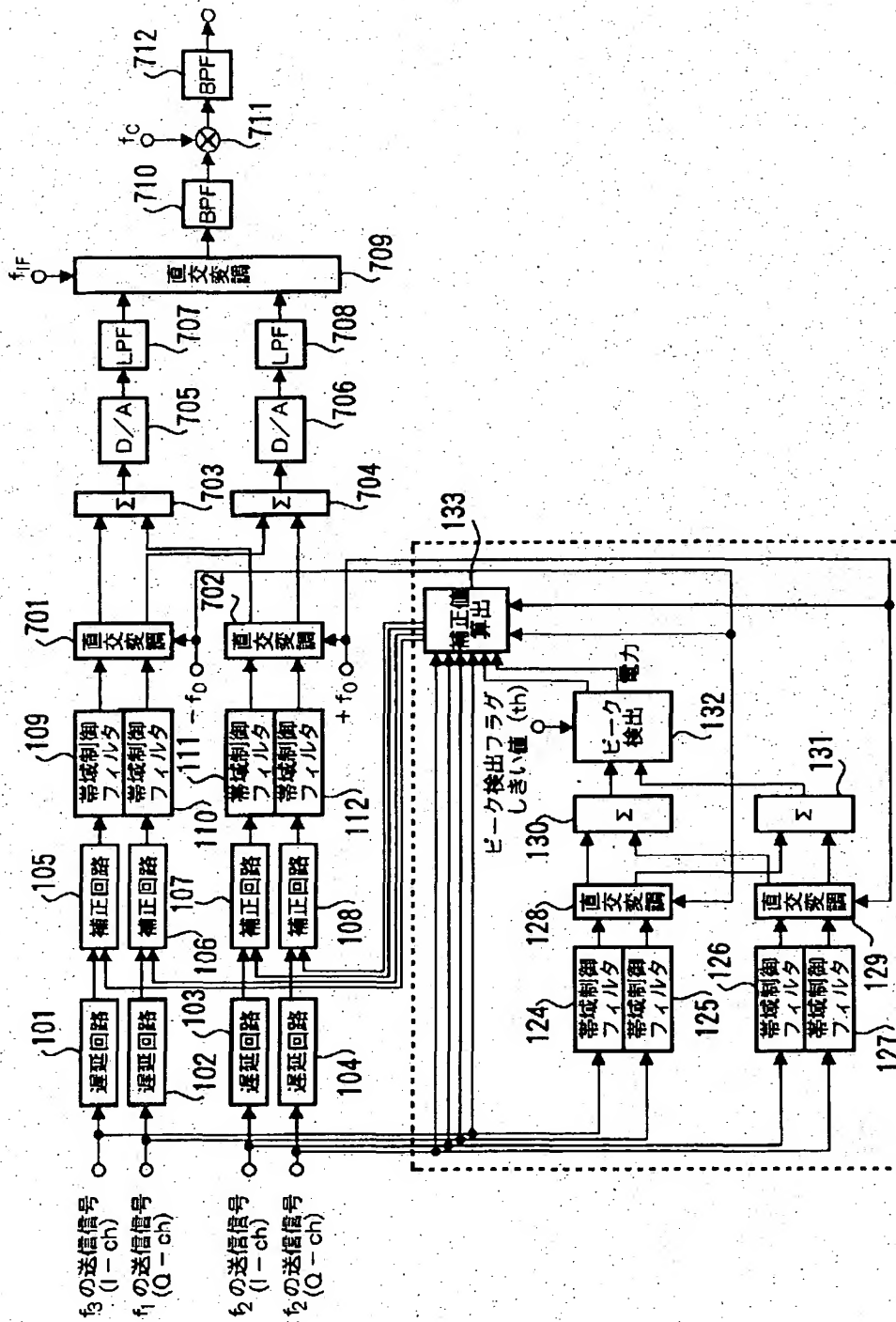
【図 4】



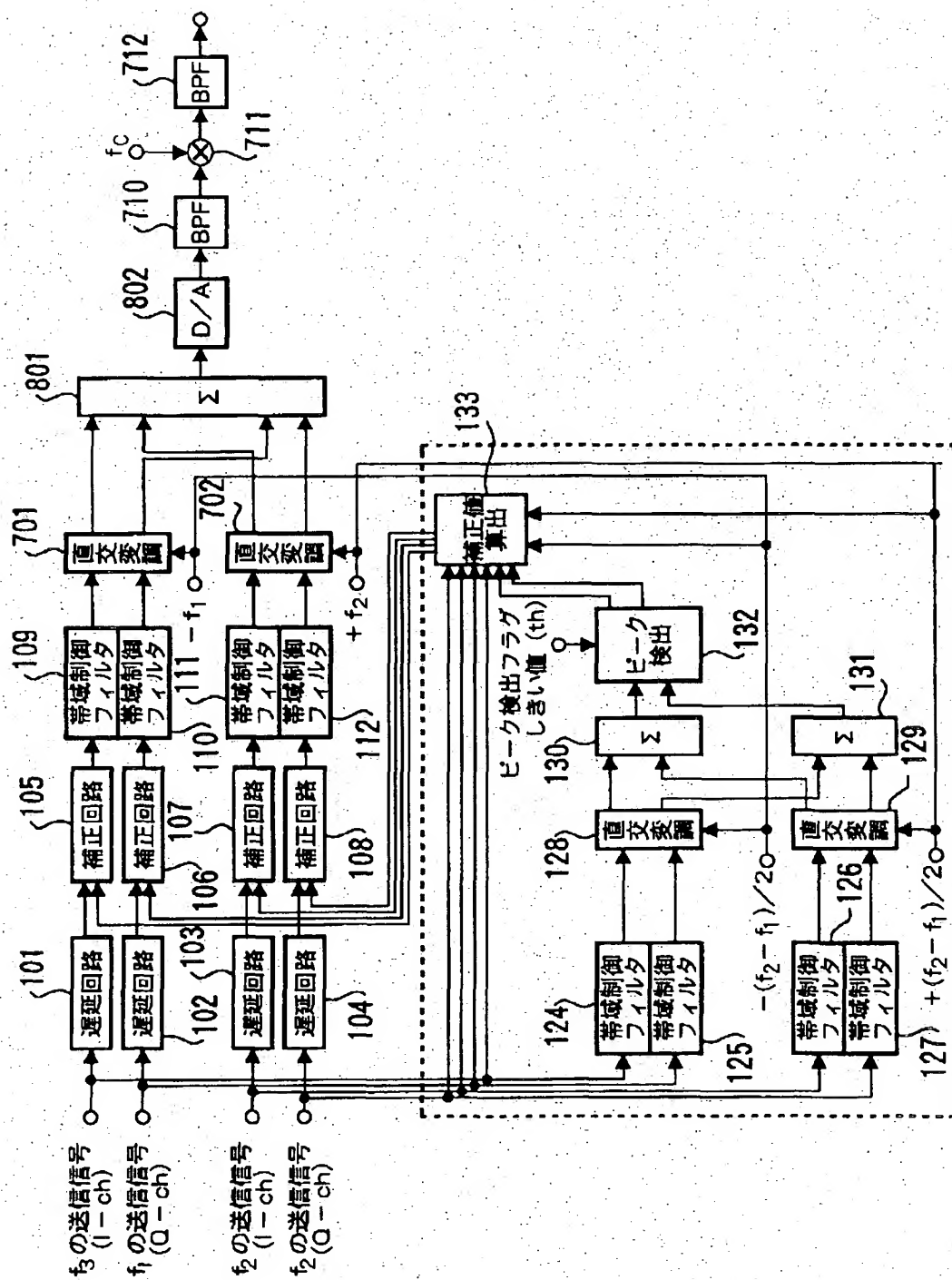
【図 5】



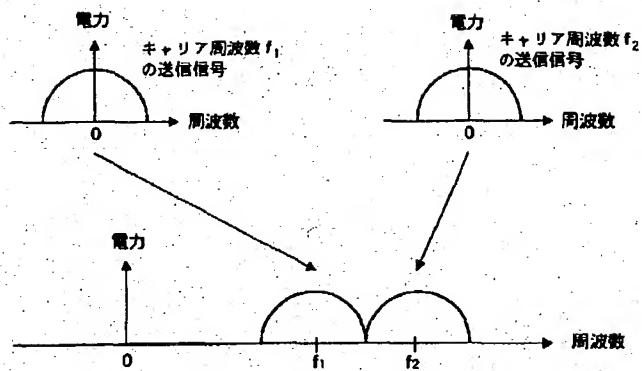
【図 7】



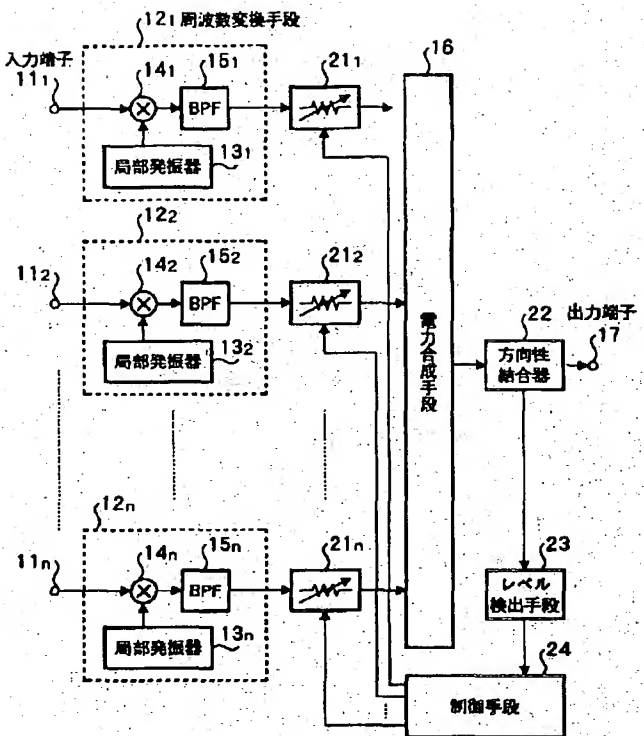
【図8】



【図 9】



【図 10】



フロントページの続き

(72)発明者 渡辺 昌俊
 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目 3 番 1
 号 松下通信工業株式会社内